

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 04-294318

(43)Date of publication of application : 19.10.1992

(51)Int.Cl.

G02F 1/035
G02F 1/05

(21)Application number : 03-059281

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 25.03.1991

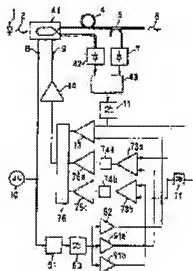
(72)Inventor : MIZUOCHI TAKASHI
KITAYAMA TADAYOSHI

(54) AUTOMATIC CONTROL CIRCUIT FOR OPTICAL MODULATOR BIAS

(57)Abstract:

PURPOSE: To offer the circuit which automatically adjusts the bias so that the operation point of a Mach-Zehnder optical modulator is held at the best point at all times.

CONSTITUTION: The respective mean powers of the optical modulator 41 which generates complementary light outputs are monitored by photodetectors 7 and 42 and a subtracting circuit 43 generates a monitor voltage which is proportional to their difference. The monitor voltage is compared by an error detector 13 with a reference voltage and a bias voltage corresponding to the difference is impressed to the optical modulator to hold the bias at the best value. A mark rate detecting circuit 61 is used and then the reference voltage varies with the mark rate of a modulated signal. This phase of the operation point is detected by comparators 73a and 73b and a function for hopping a bias voltage into a controllable area is provided. Consequently, the bias is automatically adjusted to the best value at all times without being affected by level variation of a light source, mark rate variation of the modulated signal, and the phase of the operation point when the power source is turned on.



特開平4-294318

(43) 公開日 平成4年(1992)10月19日

(51) Int.Cl. ⁵	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
G 0 2 F	1/035	8106-2K		
	1/05	5 0 2	8106-2K	

審査請求 未請求 請求項の数3 (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願平3-59281

(22) 出願日 平成3年(1991)3月25日

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 水落 隆司

鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱電機株式会社通信システム研究所内

(72) 発明者 北山 忠善

鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱電機株式会社通信システム研究所内

(74) 代理人 弁理士 高田 守 (外1名)

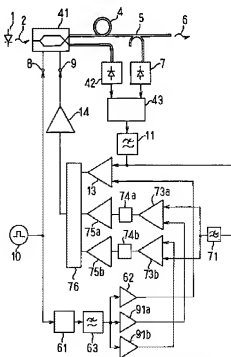
(54) 【発明の名称】 光変調器バイアス自動制御回路

(57) 【要約】

【目的】 マッハツェンダ型光変調器において動作点を常に最適値に保つようバイアスを自動調整する回路を提供する。

【構成】 相補光出力が得られる光変調器41のそれぞれの平均パワーを受光器7と42でモニタし、減算回路43でその差に比例するモニタ電圧を得る。モニタ電圧は基準電圧と誤差検出器13で比較され、誤差に応じたバイアス電圧を光変調器に印加することでバイアスを最適値に保つ。マーク率検出回路61を用いることにより基準電圧は、変調信号のマーク率に応じて変動させる。動作点の位相はコンパレータ73a、73bが検出し、制御可能な領域にバイアス電圧をホップさせる機能を有する。

【効果】 光源のレベル変動や、変調信号のマーク率変動、電源立ち上げ時の動作点の位相に左右されず、常にバイアスは最適値に自動調整される。



91a, 91b: 基準電圧発生回路

【特許請求の範囲】

【請求項1】 以下の要素を有する光変調器バイアス自動制御回路

(a) 強度変調された第一の光信号とこの光信号とは位相が異なる第二の光信号を出力する光変調器と、 (b) この光変調器から出力される第一と第二の光信号のパワーをそれぞれ二重化する受光器と、 (c) 受光器から得られた第一と第二の光信号のパワーを演算する演算回路と、 (d) 演算回路から得られた出力信号に基づいて、上記光変調器に与えるバイアス電圧を発生するバイアス電圧発生手段。

【請求項2】 以下の要素を有する光変調器バイアス自動制御回路

(a) 光の強度変調を行う光変調器と、 (b) 上記光変調器の出力光のパワーをモニタする受光器と、 (c) 変調信号のマーク率を検出するマーク率検出回路と、 (d) このマーク率検出回路の出力信号に応じた基準電圧を発生する電圧発生回路と、 (e) 受光器から得られた光信号のパワーと電圧発生回路から得られた基準電圧を入力し、上記光変調器に与えるバイアス電圧を発生するバイアス電圧発生手段。

【請求項3】 以下の要素を有する光変調器バイアス自動制御回路

(a) 光の強度変調を行う光変調器、 (b) 上記光変調器の出力光のパワーをモニタする受光器、 (c) この受光器から得られた光信号のパワーを入力し、上記光変調器に与えるバイアス電圧を発生するバイアス電圧発生手段、 (d) 以下の要素を有し、上記受光器から得られた光信号のパワーを入力し、上記光変調器の動作点の位相を所定の値だけ変化させるバイアス電圧修正手段、

(d1) 受光器から得られた光信号のパワーを入力し、このパワーが所定の範囲にあるかを判別する比較手段、 (d2) 上記比較手段の判別の結果に応じて所定の信号を発生する補正信号発生手段、 (d3) 補正信号発生手段により発生した信号により、バイアス電圧発生手段により発生したバイアス電圧を補正する補正手段。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、例えば光通信システムに用いられる光変調器のバイアスを自動調整する光変調器バイアス自動制御回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 従来の光通信システムにおいては、レーザダイオードを駆動電流で変調して電気信号に比例した光の強度信号を得る直接変調方式が用いられていた。しかし、伝送速度が数Gbit/sを超える超高速・広帯域光通信システムにおいては、直接変調時に光の波長が変化するチャープング現象が伝送容量を制限する要因となっていた。一方、外部変調方式、なかでもマッハツェンダ型光導波路を用いた光変調器はチャープングが非常に

小さく、10GHz以上の動作帯域も比較的容易に得られるため大容量光通信システムへの適用が期待されている。

【0003】 マッハツェンダ型光導波路を用いた光変調器のなかにリチウムナイオバート(Lithium Niobate)変調器がある。これは、容易な製法で広帯域の動作が得られるため、最も一般的な光変調器となっている。ただ、実用化に際して、光変調器の動作点変動が最大の課題点であった。

【0004】 動作点の変動を図8を用いて説明する。図に示すように、光変調器を変調信号S(t)で変調した場合の光変調器からの出射光I(t)は以下の式で表される。

【0005】

【数1】

$$I(t) = \frac{I_0}{2} \{1 + \cos[\beta \cdot S(t) + \delta]\}$$

【0006】 ここで、 β は変調度、 δ は動作点の位相である。変調信号S(t)として2値のデジタル信号を考える。 $\beta = \pi$ とし、適当なDC電圧を印加して初期の位相 δ が図中aで示すように $\pi/2$ になるように選ぶと、図中Aに示すように変調信号に応じて完全にオン・オフする信号光が得られる。 δ が時間経過しても変わらなければ問題ないが、通常のリチウムナイオバート変調器はドリフト現象によって動作点が変動してしまう。ドリフトには、温度変化がもたらす焦電効果による熱ドリフトと、電極に印加したDC電圧が素子表面に形成する電荷分布によるDCドリフトがある。いずれにしても、これらドリフトによる動作点変動を補償するために、最適な動作点になるようDC電圧(バイアス)を印加することが必要である。

【0007】 従来例1. 以上の問題を解決するための装置として図9に示す様なものがあった(従来例1)。この図は桑田他、「マッハツェンダ型光変調器用自動バイアス制御回路の検討」電子情報通信学会春季全国大会B-916に示されたブロック図である。図において1はレーザ光源、2はレーザ光、3はリチウムナイオバート変調器、4は光ファイバ、5はファイバカップラ、6は信号光、7は受光器、8は変調信号入力端子、9は、バイアス電圧入力端子、10は変調信号源、101は位相検出器、102はループフィルタ、103はバイアス供給回路、104は低周波信号源、105は低周波重畳回路である。

【0008】 従来例1の光変調器バイアス自動制御回路は以下のように動作する。低周波重畳回路105によってあらかじめ変調信号を周波数fの低周波信号で振幅変調しておく。出射光はその一部がファイバカップラ5で分岐され、受光器7で信号光の包絡線であるf成分を検出する。位相検出器101で検出した信号と、低周波信号源104の位相を比較する。動作点 δ が最適である

／2からずれると、ずれた方向によって包絡線の位相と低周波信号源104の位相が反転する。これを位相検出器101で検出し、最適な動作点に戻すようバイアス供給回路103が変調器にバイアス電圧を印加する。

【0009】従来例2、従来例1の方法は、変調器を余分な信号で変調しなければならず、この信号がシステム設計上好ましくないという問題点があった。かかる問題を解決するために図10に示すような装置が従来から考えられていた。この技術は例えば特開昭59-17527号公報の「光変調器のバイアス制御装置」に示されて
10 いる。図10において、1〜10は図9で示した従来回路と同一のものである。11はループフィルタ、12は基準電圧、13はループフィルタ11からの出力電圧と基準電圧12とを比較しその差に相当する電圧を発生する誤差検出回路、14は誤差検出回路13で発生した電圧に比例するバイアス電圧を光変調器3に与えるバイアス

*ス電圧発生回路である。

【0010】従来例2の光変調器バイアス自動制御回路は以下のように動作する。説明の補助として図8を用いる。図8において光変調器の動作点が最適なaの状態から、bやcに変動した場合、信号光はB、Cのように振幅が小さく歪んだ状態になる。この信号光を変調信号より十分遅い応答速度の受光器で検出すると、平均パワーに比例した信号が得られる。動作点がbのようにδの減少する方向にずれた場合、信号光の平均パワーはBに示す通り減少する。逆に動作点がcのようにδの増加する方向にずれた場合、信号光の平均パワーはCに示す通り増加する。このことを数式を用いて説明する。簡単のため変調信号を各周波数ωの正弦波とする。このとき信号光I(t)は次式のように表される。

【0011】

【数2】

$$I(t) = \frac{I_0}{2} [1 + \cos(\beta \cos \omega t + \delta)]$$

【0012】この式をベッセル関数を用いて展開すると 20※ 【0013】

次式ようになる。

※ 【数3】

$$\begin{aligned} I(t) = & \frac{I_0}{2} \{ 1 \\ & + \cos \delta \cdot J_0(\beta) \\ & + 2 \sum_{K=1}^{\infty} (-1)^K \sin \delta \cdot J_{2K-1}(\beta) \cos(2K-1)\omega t \\ & + 2 \sum_{K=1}^{\infty} (-1)^K \cos \delta \cdot J_{2K}(\beta) \cos 2K\omega t \end{aligned}$$

【0014】第1項、2項は直流成分、第3項はωの奇数倍の高調波成分、第4項はωの偶数倍の高調波成分である。応答速度がωより十分遅い受光器で検出したとき得られる信号（検波電流）iは、受光器の感度をsとして次式で表される。

【0015】

【数4】

$$i = S < I(t) >$$

$$= S \frac{I_0}{2} [1 + \cos \delta \cdot J_0(\beta)]$$

【0016】検波電流iは負荷抵抗Rで電圧vに変換されて受光器から出力されるものとする、出力電圧vは次式で表される。

【0017】

【数5】

$$v = iR = S \frac{I_0}{2} R [1 + \cos \delta \cdot J_0(\beta)]$$

【0018】これを図11に表す。動作点の位相が最適値であるπ／2からずれるにしたがって出力電圧vも変化する、δがゼロからπまで変化する間に、vは図中に示した値だけ変動する。

40 【0019】以上のことをふまえて図10を説明する。ファイバカップラ5によって取り出された信号光の一部は受光器7に導かれる。受光器7は信号光の平均パワーに比例した電圧を出力する。基準電圧12は、δがπ／2すなわち光変調器が最適な動作点であるときの信号光の平均パワーを受光器7が検出したときに発生する電圧値に設定しておく。もし動作点の位相が増加する方向にドリフトが生じた場合、図11からわかるように受光器7の出力する電圧も増加する。その差を誤差検出回路が13が検出し、動作点の位相が減少する方向にバイアス
50 電圧発生回路がD C電圧を光変調器3に与え、動作点は

再び最適なところに戻される。これとは逆に動作点の位相が減少する方向にドリフトが生じた場合の動作も同様であり、受光器7の出力する電圧は減少する。その差を誤差検出回路が13が検出し、動作点の位相が増加する方向にバイアス電圧発生回路のC電圧を光変調器3に与え、動作点は再び最適なところに戻される。

【0020】

【発明が解決しようとする課題】従来の光変調器バイアス自動制御回路は以上のように構成されており、なんらかの要因により変調器に入射するレーザ光の強度が変動すると、光変調器の動作点が変動したのと区別がつかなくなり誤動作を起こすという問題点があった。また、図12に示すように、変調信号の速度に対して変調器の帯域が通常の場合(a)と、変調信号の速度に対して変調器の帯域が広い場合(b)とを、比較すると、バイアス点を変化させる要因となる領域が(b)のほうが小さいため($x1 > x2$)、変調信号の速度に対して変調器の帯域が広い場合(b)の方が、バイアス点に変化しても、モニタした平均光パワーは、わずかに変動せず、したがって制御を行いにくいという問題点があった。

【0021】この発明はかかる問題を解決するためになされたもので、レーザ光の強度が変動しても、あるいは、変調器の帯域が広く従来のモニタ方法では平均光パワーがわずかに変動しない場合でも誤動作なく、動作点を最速に制御できる光変調器バイアス自動制御回路を提供することを目的としている。さらに変調信号がディジタル信号であった場合、そのマーク率が変動した場合にも正常に動作する光変調器バイアス自動制御回路を提供することを目的としている。また、電源たち上げ時に動作点の位相がいかなる領域にあるとも正常に動作する光変調器バイアス自動制御回路を提供することを目的としている。

【0022】

【課題を解決するための手段】第一の発明に係る光変調器バイアス自動制御回路は、以下の要素を有するものである。(a)強度変調された第一の光信号とこの光信号とは位相が反転した第二の光信号を出力する光変調器と、(b)この光変調器から出力される第一と第二の光信号の平均パワーをそれぞれモニタする受光器と、(c)受光器から得られた第一と第二の光信号の平均パワーを演算(減算)する演算(減算)回路と、(d)演算(減算)回路から得られた出力信号に基づいて、上記光変調器に与えるバイアス電圧を発生するバイアス電圧発生手段。

【0023】第二の発明に係る光変調器バイアス自動制御回路は、以下の要素を有するものである。(a)光の強度変調を行う光変調器と、(b)上記光変調器の出力光の平均パワーをモニタする受光器と、(c)変調信号のマーク率を検出するマーク率検出回路と、(d)このマーク率検出回路の出力信号に応じた基準電圧を発生

する電圧発生回路と、(e)受光器から得られた光信号の平均パワーと電圧発生回路から得られた基準電圧を入力し、上記光変調器に与えるバイアス電圧を発生するバイアス電圧発生手段。

【0024】第三の発明に係る光変調器バイアス自動制御回路は、以下の要素を有するものである。(a)光の強度変調を行う光変調器、(b)上記光変調器の出力光の平均パワーをモニタする受光器、(c)この受光器から得られた光信号の平均パワーを入力し、上記光変調器に与えるバイアス電圧を発生するバイアス電圧発生手段、(d)以下の要素を有し、上記受光器から得られた光信号の平均パワーを入力し、上記光変調器の動作点の位相を所定の値だけ変化させるバイアス電圧補正手段、(d1)受光器から得られた光信号の平均パワーを入力し、この平均パワーが所定の範囲にあるかを判別する比較手段、(d2)上記比較手段の判別の結果に応じて所定の信号を発生する補正信号発生手段、(d3)補正信号発生手段により発生した信号により、バイアス電圧発生手段により発生したバイアス電圧を補正する補正手段。

【0025】

【作用】第一の発明に係る光変調器バイアス自動制御回路においては、光変調器の動作点変動に応じて変化した信号光の平均パワーを変調器の相補出力を用いて検出し、演算(減算)回路が相補出力の差を取ることでより従来の倍の電力差を得られるので変調器のバイアス電圧を制御し易くなる。

【0026】また、第二の発明に係る光変調器バイアス自動制御回路においては、マーク率検出回路によりマーク率を検出し、電圧発生回路は、このマーク率変動に応じて基準電圧を変化させるため、マーク率が変化しても常に最速な動作点が維持される。

【0027】また、第三の発明に係る光変調器バイアス自動制御回路においては、従来の光変調器バイアス自動制御回路にバイアス電圧補正手段を付加し、比較手段が受光器からの出力が所定の範囲にあるかを判別することにより、制御可能な範囲が否かを判定する。補正信号発生手段は、上記比較手段の判別の結果、制御不可能領域である場合、これを制御可能な領域に移すような所定の信号を発生する。補正手段は、補正信号発生手段により発生した信号により、バイアス電圧発生手段により発生したバイアス電圧を補正するので、バイアスが制御不可能領域にホップし、動作点の位相がどのような領域にあるとも誤動作しなくなる。

【0028】

【実施例】実施例1、図1はこの発明の一実施例を示すブロック図である。図において41はリチウムナイオベイト変調器であるが、リチウムナイオベイト変調器3とは異なるものである。このタイプのリチウムナイオベイト変調器は、例えば以下の文献に詳しく示されている。

「H. Haga et. al., "LiNbO₃ Travelling-Wave Light Modulator/Switch with an Etched Groove", IEEE Journal of Quantum Electronics., vol. Q E-22, No. 6, June 1986.」

【0029】従来例1または従来例2で説明したリチウムナイオベイト変調器3はマッハツェンダ干渉計の出力分岐部分がY分岐であるのに対して、第一の発明に係る光変調器バイアス自動制御回路に用いるリチウムナイオベイト変調器41は非対称X分岐のタイプで、2つの光出力ポートを持つ。非対称X分岐は通常のマッハツェンダ干渉計におけるハーフミラーと同様の働きをし、2本の導波路からは互いに相補的な光出力を得る。つまり、図2(a)のP及び図2(b)のQに示すように、2つのポートからは位相が反転した第一と第二の光信号が得られる。従って、ファイバコプラ5によって取り出された信号光を光電変換した受光器7の出力信号と、受光器42の出力信号も互いに相補的な関係になっている。そして、受光器7と受光器42の出力電圧の差を出力するのが減算回路43である。また、90は、バイアス電圧発生手段である。

【0030】図3はリチウムナイオベイト変調器41の動作点の位相 θ に対する受光器7と42の検波電流の差を描いたものである。それぞれの受光器の逆相成分を出力するため、図11に示した検波電流と比べて倍の大きさの検波電流が得られる。このことは制御系の感度が2倍良くなることに相当する。たとえば、図2(a)のP及び図2(b)のQに示した信号の平均パワーを5.0とすると、両者の差を出力するのが減算回路43で

5.0 - (-5.0) = 10.0という結果を得ることができる。

【0031】基準電圧44は、 δ が $\pi/2$ すなわち光変調器が最適な動作点であるときの信号光の平均パワーを検出したとき、減算回路43が発生する電圧値に設定しておく。もし動作点の位相が増加する方向にドリフトが生じた場合、図3からわかるように減算回路43の出力する電圧も増加する。その差を誤差検出回路13が検出し、動作点の位相が減少する方向にバイアス電圧発生回路がDC電圧を光変調器41に与え、動作点は再び最適なところに戻される。これは逆に動作点の位相が減少する方向にドリフトが生じた場合の動作も同様である。減算回路43の出力する電圧は減少する。その差を誤差検出回路13が検出し、動作点の位相が増加する方向にバイアス電圧発生回路がDC電圧を光変調器41に与え、動作点は再び最適なものに戻る。

【0032】さらに、この構成では、それぞれの受光器の同成分をキャンセルできるため、レーザ光2のパワー変動をキャンセルすることができる。たとえば、図2(a)のP及び図2(b)のQに示した信号の平均パワ

ーを5.0とし、レーザ光2のパワー変動によりPからRへ変化し、同様に、QからSに変化した場合、信号Rの平均パワーが4.5とすると、信号Sの平均パワーは5.5となる。そして、減算回路43で両者の差を出力すると、

$$4.5 - (-5.5) = 10.0$$

という結果を得ることができ、レーザ光のパワー変動に影響されないことが分かる。以上のように、この構成を用いれば、制御系の感度向上と、レーザ光のパワー変動キャンセルを同時に達成できる。

【0033】実施例2. 図4は他の実施例を示すブロック図である。図において、61はマーク率検出回路、62は基準電圧発生回路、63は11と同様のループフィルタである。マーク率検出回路61は、単純な検波器で構成された信号の平均パワー検出器でもよい。これまでに述べた実施例は信号光の平均パワーをモニタする構成であったため、仮にバイアスの位相は変動してはくとも、変調信号のマーク率が変動して低周波成分の増減があっただけで信号光の平均パワーが変動してしまう。このとき、制御回路はこれをバイアス位相の変動とみなし、誤った制御を行ってしまうという問題があった。図4の構成によると、マーク率変動をマーク率検出回路61で検出し、それに応じた基準電圧を基準電圧発生回路62が発生する。マーク率に応じて基準電圧を変動させるため、正確にバイアス位相の変化の信号を知ることができる。以上のような構成にすれば変調信号のマーク率に依存しないバイアス自動制御が可能となる。

【0034】実施例3. これまでに述べた実施例は動作点の位相 θ が $\pm\pi/2$ の範囲にある場合のみ正常に動作するものであった。つまり、図3、図11において、出力特性の曲線の傾きが正である範囲（動作点位相 θ が0から π ）にあれば、所望の位相である $\pi/2$ に制御することができた。しかし、出力特性の曲線の傾きが負である範囲（ π から 2π にある場合や $-\pi$ から0にある場合）では制御の向きが逆になるため回路が動作しないという問題が生じる。使用するリチウムナイオベイト変調器のドリフトが小さく、立ち上げ時に動作点の位相がある程度決まっている場合は、これまで述べた実施例でバイアスの自動制御は実現できるが、ドリフトが非常に大きく、立ち上げ時の動作点の位相がわからない場合には、図3、図11における出力特性の曲線の傾きが正・負いずれの領域でも、動作点位相 θ を正しく $\pi/2$ に制御できるようにすることが必要になる。

【0035】図5はこのことを実現する実施例を示すブロック図である。図において71はループフィルタ、72a、72bは基準電圧VH、VL、73a、73bはコンパレータ、74a、74bはトグルフリップフロップ回路、75a、75bはバイアス電圧発生回路、76は加算回路である。

【0036】動作を図6を用いて説明する。所望の動作

点位相は点Bで示した $\delta = \pi/2$ である。変調器立ち上げ時の動作点位相が、入出力特性の傾きが正の領域にあった場合（点AからCの領域）、実施例2までの回路で正常に制御できる。しかし、変調器立ち上げ時の動作点位相が、 π から 2π や π から0であった場合（点CからEの領域）、実施例2までの回路では、 δ を点Bにまでもっていくことができず、点Cや点Eで止まってしまう。本実施例はこのことを利用して、変調器立ち上げ時の動作点位相が、入出力特性の傾きの負の領域にあった場合、バイアス位相を $+\pi/2$ または $-\pi/2$ ホップさせ、入出力特性の傾きが正の領域にもってくる機能を備えるものである。

【0037】図5において点線で囲んだ部分以外は図10の実施例と同一のものである。また、81は比較手段、82は補正信号発生手段、83は補正手段であり、80は、これらを有するバイアス電圧補正手段である。

【0038】電源たち上げ時には、点線で囲んだ部分以外の図10の実施例と同一のループ（以後、これを通常のループと呼ぶ）によってバイアスが制御されはじめる。それと同時に受光器7の出力電圧は点線で囲んだ部分に分岐されモニタされる。2つのコンパレータ73a、73bが受光器7の出力電圧を基準電圧と比較する。ここで基準電圧72aは図6の入出力特性の山の部分に近い電圧VH、基準電圧72bは図6の入出力特性の谷の部分に近い電圧VLである。

【0039】もし電源たち上げ時の動作点位相が入出力特性の傾きが正の領域にあった場合（図6の点AからCの領域）、通常のループによって即座に目的の位相である点Bに収束する。このときバイアス電圧発生回路75a、75bはOFFであり、なにも電圧を発生しない。

【0040】しかし、動作点位相が入出力特性の傾きの負の領域にあった場合、さきに述べたように制御は点Cや点Eで止まってしまう。そこで、制御が点Cや点Eで止まってしまったことを検出するために2つのコンパレータ73a、73bが設けられている。制御が点Cで止まった場合、受光器7の出力電圧は基準電圧72aのVHより大きいコンパレータ73aはHighを出力する。続いてコンパレータ73aに接続されたトグルフ*

$$2n\pi < |\theta| < (2n+1)\pi \quad n \text{ は整数 } (0, 1, \dots)$$

の範囲にあるが、負の領域

$$(2n+1)\pi < |\theta| < 2n\pi$$

の範囲にあるかを判別する比較手段と、上記判別の結果に応じて上記光変調器の動作点の位相をある決めた値だけ変化させる補正信号発生手段を備えたことを特徴とする光変調器バイアス自動制御回路を説明した。

【0044】実施例4、図7はこれまでに述べた実施例をすべて合成したものである。図において91a、91bは基準電圧発生回路であり、変調信号のマーク率に応じて図7における基準電圧VH、VLを変化させた電圧を発生する。この様な構成にすれば、レーザ光2のパワ

*リップフロップ回路がHighを出力し、それを受けてバイアス電圧発生回路75aがONになり動作点の位相を $\pi/2$ 減じる電圧 $-V\pi/2$ を出力する。この電圧は加算回路76によってリチウムナイオベイト変調器3に印加される。同時に動作点位相は入出力特性の傾きが正の領域にはいるため、通常のループによって、動作点位相は所望の点Bに収束する。

【0041】また、制御が点Eで止まった場合、受光器7の出力電圧は基準電圧72bのVLより小さいためコンパレータ73bはHighを出力する。続いてコンパレータ73bに接続されたトグルリップフロップ回路がHighを出力し、それを受けてバイアス電圧発生回路75aがONになり動作点の位相を $\pi/2$ 増加させる電圧 $V\pi/2$ を出力する。この電圧は加算回路76によってリチウムナイオベイト変調器3に印加される。同時に動作点位相は入出力特性の傾きが正の領域にはいるため、通常のループによって、動作点位相は所望の点Bに収束する。

【0042】本実施例は、DCドリフトなどによりバイアス電圧発生回路14が発生できる電圧範囲を逸脱するような領域に入ってしまう、制御が点Cや点Eで止まってしまった場合にも対応できる。このとき再びコンパレータ73aもしくは73bがONになる。するとトグルリップフロップ回路74aもしくは74bがOFFになり、ONであったバイアス電圧発生回路75aもしくは75bがOFFになり電圧の発生をやめる。同時に、動作点位相は入出力特性の傾きが正の領域にはいるため、通常のループによって、動作点位相は所望の点Bに収束する。以上この様な構成にすれば、電源たち上げ時に動作点位相が入出力特性の傾きの正・負いづれの領域にあろうとも正しく動作点を制御できるようになる。

【0043】以上この実施例では、光の強度変調を行う光変調器と、上記光変調器の出力光の平均パワーをモニタする受光器と、この受光器に接続された誤差検出回路と、上記光変調器に与えるバイアス電圧を発生するバイアス電圧発生回路を備え、光変調器の動作点の位相を、ある任意の位相を基準として θ [ラジアン]と表した場合、 θ が正の領域

$$n \text{ は整数 } (0, 1, \dots)$$

一変動にも、変調信号のマーク率変動にも依存せず、制御回路の感度が、従来例の倍に向上した光変調器バイアス自動制御回路が得られる。また、動作点の位相がいかなる領域にあろうとも正しくバイアスの自動制御が行える。

【0045】実施例5、ところで、これまでの説明はリチウムナイオベイト変調器を用いる場合に関するものであったが、その他の誘電体もしくは半導体で構成されたマッハツェンダ型的光変調器にも利用できることはいう

までもない。

【0046】

【発明の効果】この発明は、以上説明したように構成されているので、以下に記載されるような効果を奏する。

【0047】第一の発明によれば、光変調器として非対称X分岐で構成されたものを用い、2つの相補信号の平均パワーの差が所定の値と一致するように制御するので、光源のレベル変動があっても正しくバイアスの自動制御が行える。また変調信号の速度に対して変調器の帯域が広い場合でも、正しくバイアスの自動制御が行える。

【0048】また、第二の発明によれば、平均パワーを一致させるべき所定の値を変調ディジタル信号のマーク率変動に応じて変化させる構成にすることにより、変調ディジタル信号のマーク率が変動した場合にも、正しくバイアスの自動制御が行える。

【0049】また、第三の発明によれば、動作点の位相を検出し、制御可能な領域にホップさせる構成にすることにより、動作点の位相がいかなる領域にあろうとも正しくバイアスの自動制御が行える。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明に係る光変調器バイアス自動制御回路の実施例1を示すブロック図である。

【図2】この発明に係る光変調器バイアス自動制御回路の実施例1の動作を示す図である。

【図3】この発明に係る光変調器バイアス自動制御回路の実施例1の動作を示す図である。

【図4】この発明に係る光変調器バイアス自動制御回路の実施例2を示すブロック図である。

【図5】この発明に係る光変調器バイアス自動制御回路の実施例3を示すブロック図である。

【図6】この発明に係る光変調器バイアス自動制御回路の実施例3の動作を示す図である。

【図7】この発明に係る光変調器バイアス自動制御回路の実施例4を示すブロック図である。

【図8】光変調器の動作点変動を説明するための入出力特性図である。

【図9】従来例1の光変調器バイアス自動制御回路を示すブロック図である。

【図10】従来例2の光変調器バイアス自動制御回路を示すブロック図である。

【図11】従来例2の補助説明を行う入出力特性図である。

【図12】従来例の光変調器バイアス自動制御回路の問題点を示す図である。

【符号の説明】

1 レーザ光源

2 レーザ光

3 リチウムナイオベイト変調器

4 光ファイバ

5 ファイバカップラ

6 信号光

7 受光器

8 変調信号入力端子

9 バイアス電圧入力端子

10 変調信号源

11 ループフィルタ

12 基準電圧

13 誤差検出回路

14 バイアス電圧発生回路

31 ファイバカップラ

32 受光器

33 除算回路

34 基準電圧

41 リチウムナイオベイト変調器

42 受光器

43 減算回路

44 基準電圧

61 マーク率検出回路

62 基準電圧発生回路

63 ループフィルタ

71 ループフィルタ

72 a 基準電圧VH

72 b 基準電圧VL

73 a コンパレータ

73 b コンパレータ

74 a トグルフリップフロップ回路

74 b トグルフリップフロップ回路

75 a バイアス電圧発生回路

75 b バイアス電圧発生回路

76 加算回路

80 バイアス電圧補正手段

81 比較手段

82 補正信号発生手段

83 補正手段

90 バイアス電圧発生手段

91 a 基準電圧発生回路

91 b 基準電圧発生回路

101 位相検出器

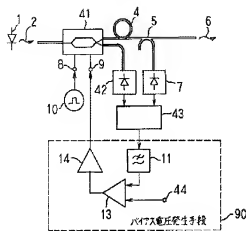
102 ループフィルタ

103 バイアス供給回路

104 低周波信号源

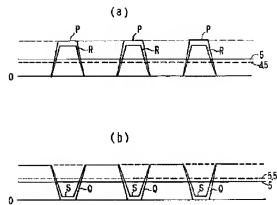
105 低周波重畳回路

【図1】



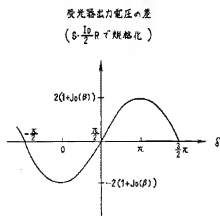
- 13: 誤差検出回路
 14: バイアス電圧発生回路
 41: リチウムナイオベイト変調器
 42: 受光器
 43: 減算回路
 44: 基準電圧

【図2】

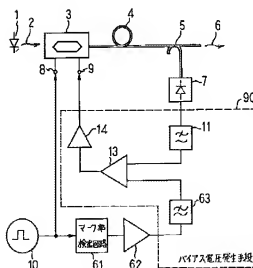


- P: 第1の光信号
 R: 第2の光信号
 R: レーザ光のパワ変動時の第1の光信号
 S: レーザ光のパワ変動時の第2の光信号

【図3】

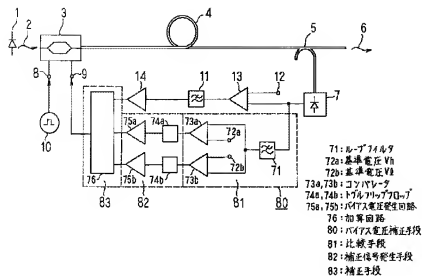


【図4】

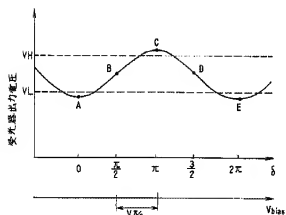


- 61: マフ半検出回路
 62: 基準電圧発生回路
 63: ループフィルタ

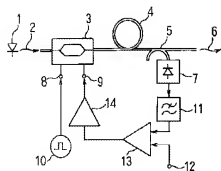
【図5】



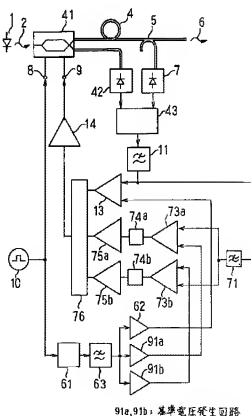
【図6】



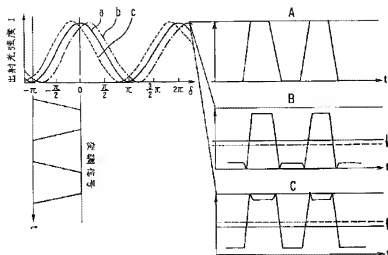
【図10】



【図7】

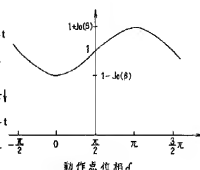


【図8】

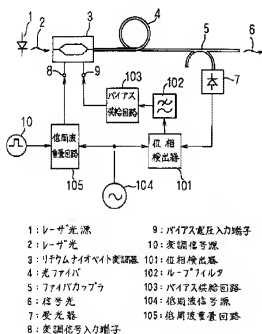


【図11】

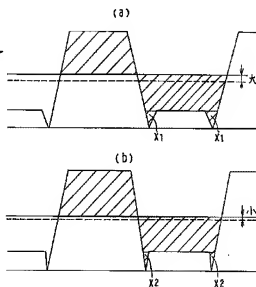
受光器出力電圧
($S: \frac{1}{2} \cdot R$ で規格化)



【図9】



【図12】



【手続補正書】

【提出日】平成3年7月5日

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0030

【補正方法】変更

【補正内容】

【0030】図3はリチウムナイオベイト変調器41の動作点の位相 δ に対する受光器7と42の検波電流の差を描いたものである。それぞれの受光器の逆相成分を出

力するため、図11に示した検波電流と比べて倍の大きさの検波電流が得られる。このことは制御系の感度が2倍良くなることに相当する。たとえば、図2(a)のR及び図2(b)のSに示した信号の平均パワーをそれぞれ4.5、5.5とすると、両者の差を出力するのが減算回路43で

$$4.5 - 5.5 = -1.0$$

という結果を得ることができる。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0032

【補正方法】変更

【補正内容】

【0032】さらに、この構成では、それぞれの受光器の同相成分をキャンセルできるため、レーザ光2のパワー変動をキャンセルすることができる。たとえば、図2(a)のP及び図2(b)のQに示した信号の平均パワーを5.0とする。この時減算回路43で両者の差を出すると、

$$5.0 - 5.0 = 0$$

という結果を得ることができる。さて、レーザ光2のパワー変動によりP及びQに示した信号の平均パワーが5.5になったとする。この時の減算回路43の出力も

$$5.5 - 5.0 = 0.5$$

となり、レーザ光のパワー変動に影響されないことが分*

$$2n\pi < |\theta| < (2n+1)\pi \quad n \text{ は整数 } (0, 1, \dots)$$

の範囲にあるか、負の領域

$$(2n+1)\pi < |\theta| < 2n\pi$$

の範囲にあるかを判別する比較手段と、上記判別の結果に応じて上記光変調器の動作点の位相をある決められた値だけ変化させる補正信号発生手段を備えたことを特徴とする光変調器バイアス自動制御回路を説明した。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0045

【補正方法】変更

【補正内容】

*かる。以上のように、この構成を用いれば、制御系の感度向上と、レーザ光のパワー変動キャンセルを同時に達成できる。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0043

【補正方法】変更

【補正内容】

【0043】以上この実施例では、光の強度変調を行う光変調器と、上記光変調器の出力光の平均パワーをモニタする受光器と、この受光器に接続された誤差検出回路と、上記光変調器に与えるバイアス電圧を発生するバイアス電圧発生回路を備え、光変調器の動作点の位相を、ある任意の位相を基準として θ 〔ラジアン〕と表した場合、入出力特性の傾きが正の領域

$$n \text{ は整数 } (0, 1, \dots)$$

【0045】実施例5、ところで、これまでの説明はリチウムナイオベイト変調器を用いる場合に関するものであったが、その他の誘電体もしくは半導体で構成されたマッハツェンダ型的光変調器にも利用できることはいうまでもない。また、実施例1では非対称X分岐で構成された変調器を例にあげたが、これは方向性結合器で構成されたものでも同様の効果を奏することはいうまでもない。